

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-204971

(43)公開日 平成6年(1994)7月22日

(51)Int.Cl.⁵
H 04 J 13/00識別記号 庁内整理番号
A 8949-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 9(全 14 頁)

(21)出願番号 特願平4-360980

(22)出願日 平成4年(1992)12月28日

(71)出願人 000004329

日本ピクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

(72)発明者 石垣 行信

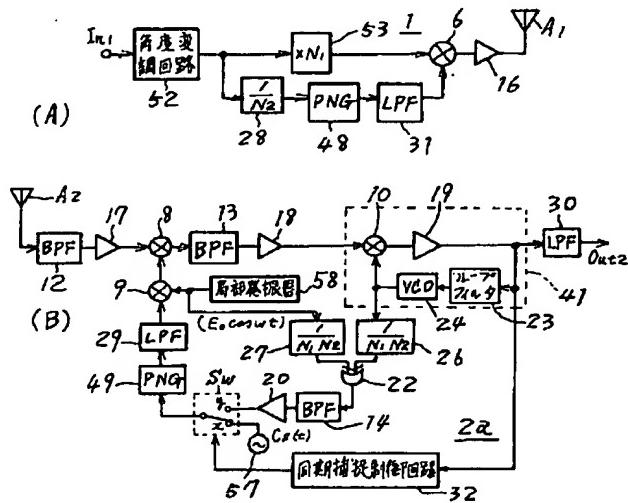
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ピクター株式会社内

(54)【発明の名称】スペクトル拡散変調及び/又は復調装置

(57)【要約】

【目的】 充分な変調性能、復調性能を確保しつつ、装置構成の簡素化等を図る。

【構成】 S S 变調部(装置)には、1次变调用の角度变调回路52、角度变调波を夫々 N_1 週倍及び $1/N_1$ 分周する週倍器51及び分周器28、分周器出力をクロック信号として拡散符号を発生する P N G48、 N_1 週倍された角度变调波を拡散变调して S S 变调波を出力する拡散变调手段6 等を備え、S S 復調部(装置)には、復调用拡散符号を局部発振信号により中間周波に变换する手段9、この拡散符号を上記 S S 变调波に乘算して角度变调波を得る逆拡散復调手段8、角度变调波を復调する P L L41、P L L41内のV C O24出力信号と局部発振信号とを基にクロック信号を発生する手段22、14;クロック信号を基に復调用拡散符号を生成する復调用 P N G49、角度復调信号より同期捕捉用制御信号を生成して S S 復调時の同期捕捉を行なう同期捕捉手段32等を備えて構成した。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 音声等の情報信号を角度変調する角度変調手段と、得られた角度変調信号を2以上の自然数N₁なる逓倍数で周波数遅倍して遅倍角度変調波を得る周波数遅倍手段と、上記角度変調信号を2以上の自然数N₂なる分周数で分周してクロック信号を得る分周手段と、該得られたクロック信号を基に拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、該得られた拡散符号で上記遅倍角度変調波を拡散変調してスペクトル拡散変調波を出力する拡散変調手段とを備えた、同期型のスペクトル拡散変調装置。

【請求項 2】 局部発振信号を出力する局部発振器と、該局部発振信号により復調用拡散符号を中間周波に変換する周波数変換手段と、該中間周波に変換された復調用拡散符号を前記スペクトル拡散変調波に乗算することにより逆拡散して角度変調波を得る逆拡散復調手段と、得られた角度変調波を復調して角度復調信号を得る位相同期ループと、該位相同期ループ内の電圧制御発振器より出力される電圧制御発振信号と上記局部発振信号とを基にクロック信号を発生させるクロック信号生成手段と、該得られたクロック信号を基に上記復調用拡散符号を生成する復調用拡散符号発生手段と、上記角度復調信号より同期捕捉用の制御信号を生成してスペクトル拡散復調時の同期捕捉を行なう同期捕捉手段とを備えた、同期型のスペクトル拡散復調装置。

【請求項 3】 変調部には、音声等の情報信号を角度変調する角度変調手段と、得られた角度変調信号を2以上の自然数N₁で周波数遅倍して遅倍角度変調波を得る周波数遅倍手段と、上記角度変調信号を2以上の自然数N₂で分周する分周手段と、該分周手段の出力をクロック信号としてこれを基に拡散符号を生成する拡散符号発生手段と、該得られた拡散符号で上記遅倍角度変調波を拡散変調してスペクトル拡散変調波を出力する拡散変調手段とを備え、

復調部には、局部発振信号を出力する局部発振器と、該局部発振信号により復調用拡散符号を中間周波に変換する周波数変換手段と、該中間周波に変換された拡散符号を上記スペクトル拡散変調波に乗算することにより逆拡散して角度変調波を得る逆拡散復調手段と、該得られた角度変調波を復調して角度復調信号を得る位相同期ループと、該位相同期ループ内の電圧制御発振器より出力される電圧制御発振信号と上記局部発振信号とを基にクロック信号を発生させるクロック信号生成手段と、該得られたクロック信号を基に上記復調用拡散符号を生成する復調用拡散符号発生手段と、上記角度復調信号より同期捕捉用の制御信号を生成してスペクトル拡散復調時の同期捕捉を行なう同期捕捉手段とを備えて構成した、同期型のスペクトル拡散変調復調装置。

【請求項 4】 復調用拡散符号生成用のクロック信号の生成手段を、局部発振信号を1/(N₁N₂)に分周して分

周局部発振信号を得る第1の分周器と、電圧制御発振信号を1/(N₁N₂)に分周して分周電圧制御発振信号を得る第2の分周器と、該第1及び第2の分周器の両出力の乗算又は排他的論理和演算を行なう演算手段と、該演算手段の出力信号の中から、クロック信号の生成に必要な周波数成分のみを通過させる帯域濾波器とで構成した、請求項2に記載のスペクトル拡散復調装置又は請求項3に記載のスペクトル拡散変調復調装置。

【請求項 5】 復調用拡散符号生成用のクロック信号の生成手段を、局部発振信号と電圧制御発振信号とを乗算する乗算器と、該乗算手段の出力信号の中からクロック信号の生成に必要な周波数成分のみを通過させる帯域濾波器と、該帯域濾波器の出力信号を1/(N₁N₂)に分周する分周器とで構成した、請求項2に記載のスペクトル拡散復調装置又は請求項3に記載のスペクトル拡散変調復調装置。

【請求項 6】 復調用拡散符号生成用のクロック信号の生成手段を、局部発振信号を1/N₁又は1/N₂に分周して分周発振信号を得る第1の分周器と、電圧制御発振信号を1/(N₁N₂)に分周して分周電圧制御発振信号を得る第2の分周器と、該第1及び第2の分周器の両出力信号の乗算又は排他的論理和演算を行なう演算手段と、該演算手段の出力信号の中からクロック信号の生成に必要な周波数成分のみを通過させる帯域濾波器とで構成し、

且つ、局部発振信号出力用の局部発振器を、必要な発振周波数よりもN₁又はN₂で除した分だけ低い周波数を発振するよう構成し、更にこの局部発振器の出力信号周波数をN₁倍又はN₂倍に周波数遅倍して前記周波数変換手段に供給する周波数遅倍器を備えた、請求項2に記載のスペクトル拡散復調装置又は請求項3に記載のスペクトル拡散変調復調装置。

【請求項 7】 復調用拡散符号生成用のクロック信号の生成手段を、電圧制御発振信号を1/N₁に分周して分周電圧制御発振信号を得る第1の分周器と、この分周器の出力信号と局部発振信号との乗算又は排他的論理和演算を行なう演算手段と、該演算手段の出力信号中よりクロック信号の生成に必要な周波数成分のみを通過させる帯域濾波器と、該帯域濾波器の出力信号を1/N₁に分周してクロック信号を生成する第2の分周器とで構成し、且つ、局部発振信号出力用の局部発振器を、必要な発振周波数よりもN₁で除した分だけ低い周波数を発振するよう構成し、更にこの局部発振器の出力信号周波数をN₁倍に周波数遅倍して前記周波数変換手段に供給する周波数遅倍器を備えた、請求項2に記載のスペクトル拡散復調装置又は請求項3に記載のスペクトル拡散変調復調装置。

【請求項 8】 復調用拡散符号生成用のクロック信号の周波数よりも僅かに異なる周波数の同期捕捉用信号を発生する同期捕捉用信号発生手段と、同期捕捉が成立した際

には該同期捕捉用信号発生手段から前記クロック信号の生成手段に切換えて出力するスイッチ手段とを更に備えた、請求項2又は請求項4乃至請求項7の内いずれか1項に記載の同期型スペクトル拡散復調装置もしくは請求項3に記載のスペクトル拡散変調復調装置。

【請求項9】前記同期捕捉手段として、位相同期ループで復調される角度復調出力から前記情報信号の周波数帯域より高い周波数帯域を有する雑音成分を検出して相関点と非相関部分の識別を行い、識別結果を制御信号に変換して上記スイッチ手段を切換えることにより同期捕捉を行うよう構成した、請求項2又は請求項4乃至請求項8の内いずれか1項に記載の同期型スペクトル拡散復調装置もしくは請求項3に記載のスペクトル拡散変調復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明はスペクトル拡散（以下“SS”と記載する）通信に使用される送信機におけるSS変調装置、受信機におけるSS復調装置、又は送受信機におけるSS変調復調装置に係り、特に、遅延ロップループ（DLL）等の同期保持機能やAGC回路等を不要にし、簡易な無線装置に応用可能な、同期型（搬送波周波数と拡散符号とが同期関係に有る）のSS変調及び／又は復調装置に関する。

【0002】

【技術的背景】近年のSS通信において、SS技術による多元接続法を用いた移動体通信が実用域に達して来ている。周知の如く電波資源は有限なので、周波数を有効に利用する必要がある。その点、SS信号は広い周波数帯域に拡散されてそのパワースペクトル密度は非常に小さくなり、これにより他の通信に与える影響は小さく、既存の通信周波数帯での混用も可能になるため、その面での効用も大きく、原理的に周波数利用効率の向上に寄与できるものである。また最近、わが国の郵政省において、SS通信専用の周波数帯域も認可されようとしており、今後は家庭用のワイヤレス通信にまで応用が拡大されると予想され、その将来性や発展性が大きく期待されている。

【0003】

【従来の技術】SS信用の受信機（復調装置）において、復調動作時の同期捕捉と同期保持は基本的に重要なものであり、今までに種々の同期捕捉方法や保持方法が提案され、且つ、実用化されている。その中で、変調時に1次変調である角度変調用のキャリヤ（搬送波）と、2次変調であるSS変調に用いられる拡散符号用クロック信号とに同期関係を持たせてSS変調を行なう所謂同期型SS変調、復調方式も、受信機（復調装置）において回路構成を多少なりとも簡素化できる方式として知られつつある。なお、角度変調としては、FM（周波数変調）やPM（位相変調）等があり、特に被変調信号がデ

ィジタル信号の場合にはShift Keying（シフトキーイング；SK）と呼ばれ、これにはF(Frequency) SK, P(Phase) SK, M(Minimum) SK及びGM(Gaussian Minimum) SK等の変調方式がある。

【0004】かかるSS変調装置及び／又は復調装置の従来例について、図面を参照し乍ら説明する。図1及び図2は夫々従来のSS変調装置及びSS復調装置のブロック構成図、図3はSS復調装置にて行なわれるDLL（遅延ロックループ）型同期保持動作の主要部となる信号処理回路3-6の具体的ブロック構成図、図4はDLL型同期保持動作における同期保持特性図、図5はスライディング相関型の同期捕捉動作説明用の相関特性図である。なお、SS変調復調装置は図1及び図2の両方の構成を夫々変調部及び復調部として備えていることは言うまでもない。

【0005】まず、送信器におけるSS変調装置（又は送受信機におけるSS変調復調装置の変調部）の構成及び動作について、図1と共に説明する。入力端子In1より音声や情報等の信号S(t)が、発振器5-9より1次変調用のキャリヤ($\cos \omega t$ で表わされる余弦波)が、共に変調用の乗算器5に供給され、ここで情報等の信号S(t)の1次変調が行なわれて、変調波 $S(t)\cos \omega t$ が得られる。

【0006】更に、発振器5-9の出力を周波数分周器（以下「分周器」と略記する）2-5に供給し、ここで $1/N_1$ (N_1 は例えば9等の自然数) に分周して繰返し周波数用のクロック信号を作り、このクロック信号を基に拡散符号発生器(PNG)4-8にて拡散符号P(t)を生成する。従って、この拡散符号P(t)と上記1次変調用のキャリヤとは同期関係が成立しているわけである。拡散符号P(t)は一般に擬似ランダム雑音であり、そのクロック周波数を f_c 、キャリア周波数を f_s とすると、SS信号のスペクトル分布の主ローブの中心周波数は f_s 、周波数帯域は $(f_s - f_c) \sim (f_s + f_c)$ となることは周知の通りである。

【0007】かかる拡散符号P(t)は拡散変調用の乗算器6に供給され、ここでSS変調が行なわれてSS変調波 $P(t)S(t)\cos \omega t$ が生成され、BPF（帯域濾波器）1-1及び出力端子Out1を介してアンテナ（図示せず）より電波として出力される。従って、かかるSS変調波は、空気等の伝送媒体を介して他のSS信用の受信機（送受信機）のアンテナでキャッチされ、その復調装置（復調部）にて復調されて、元の信号S(t)が復元されるわけである。なお、BPF1-1及び後述のBPF1-2は、周知の如く不要な周波数帯域成分を減衰乃至除去するものである。

【0008】次に、従来の受信機のSS復調装置（送受信機の復調部）の構成及び動作について、図2を参照し乍ら説明する。アンテナ（図示せず）にて受信されたSS変調波は、入力端子In2よりBPF1-2を介してAG

C (自動利得制御回路) 6 0 に供給され、ここで必要に応じて増幅又は減衰されたのち、後述の乗算によるスライディング相関及び逆拡散復調兼用の乗算器 8 と、D L S 型同期保持用信号処理回路（以下単に「信号処理回路」と記載する）3 6 に供給される。乗算器 8 には P N G (拡散符号発生器) 4 9 にて生成される拡散符号も供給されており、この拡散符号用のクロック信号周波数は、同期捕捉されるまでは同期保持時に比較してやゝ高めの周波数に、V C O (電圧制御発振器) 2 1 により設定されている。そして周波数を次第に低下させ乍ら相関点を探すことによりスライディング相関が行なわれる。なお、スライディング相関動作と逆拡散復調動作は時系列的に行なわれる。

【0 0 0 9】ここで、同期捕捉に至る動作（同期確立動作）について説明する。B P F 1 2 にて不要な周波数帯域成分を減衰乃至除去されたS S 変調波 $P(t)S(t)\cos\omega t$ は、乗算器 8 において P N G 4 9 からの拡散符号 $P(t)$ との乗算による相関が行われる。この拡散符号の周期は前記 S S 変調装置のP N G 4 8 で生成される拡散符号 $P(t)$ の周期に比べ、実際には時間 τ だけ異なるものであり、そこでこれを $\rho(t)$ で表わすことにすれば、乗算器 8 からの出力は $P(t)*\rho(t)S(t)\cos\omega t$ （乗算演算子 * は表記上便宜的にのみ使用している）で表現される。

【0 0 1 0】かかる乗算出力は乗算器 3, 1 0 に供給され、乗算器 1 0 では V C O 2 4 からの再生キャリヤ $\cos(\omega t-\phi)$ との乗算による同期検波が行われる。従って、乗算器 1 0 からは $P(t)*\rho(t)S(t)\cos\phi$ / 2 と $P(t)*\rho(t)S(t)\cos(2\omega t-\phi)$ / 2 の 2 つの信号が出力される。そこで、次段のL P F (低域濾波器) 4 5 で後者の信号成分を除去して、 $P(t)*\rho(t)S(t)\cos\phi$ なる信号のみを出力端子 0ut2 から出力すると共に、乗算器 6 1 に供給する。

【0 0 1 1】一方、V C O 2 4 よりの再生キャリヤ $\cos(\omega t-\phi)$ は、 $\pi/2$ 位相シフト回路 6 2 にて位相を $\pi/2$ シフトされて $\sin(\omega t-\phi)$ となって、乗算器 3 に供給される。従って、乗算器 3 の出力信号は $(-1/2)P(t)*\rho(t)*S(t)\{\sin\phi+\sin(2\omega t-\phi)\}$ となり、L P F 4 6 からは $-[P(t)*\rho(t)S(t)\sin\phi]$ / 2 なる信号が出力されるが、 ϕ の値が 0 に近ければ $\sin\phi$ はほぼ 0 になるので、実際のレベルは 0 に近くなっている。L P F 4 5 と L P F 4 6 の出力は共に乗算器 6 1 に供給され、ここで乗算が行なわれて、 $-[P^2(t)*\rho^2(t)S^2(t)*\sin^2\phi]$ / 2 なる誤差信号として出力される。

【0 0 1 2】かかる誤差信号は、ループの応答時定数を決めるループフィルタ（特性的にはL P F）2 3 にて-K sin2 ϕ なる信号に変換された後、V C O 2 4 に制御用信号として供給される。従って、V C O 2 4 より出力される再生キャリヤ $\cos(\omega t-\phi)$ の周波数は、この制御用信号の電圧変化に応じて変化することとなり、かかる一巡

の位相同期ループからなるキャリヤ再生回路 5 0 では、前記入力端子 In2 からのS S 変調波のキャリヤに同期（同調）して P S K 変調を同時に行なうことができるわけである。

【0 0 1 3】S S 変調装置（S S 変調復調装置）の入電後、最初に働き出すのはこのキャリヤ再生回路 5 0 であり、キャリヤを再生した後、上記L P F 4 5 にて得られた相関出力 $P(t)*\rho(t)$ 即ち図 5 の三角出力特性に基づく時刻 t 点を中心とする出力は、スライディング相関における同期捕捉用の同期判定回路 3 4 に供給され、ここで $P(t)*\rho(t)$ の出力レベルが SHL を越えた時点、即ち同期捕捉点 SHL を検出した時点（同期捕捉時）以後は、出力整形回路 3 5 にて包絡線検波することにより一定の直流出力を得ている。この直流出力は加算回路 4 1 に供給され、ここで信号処理回路 3 6 からの相関出力と加算された後、V C O 2 1 に供給される。以上のようにして得られた加算出力によって V C O 2 1 の発振周波数は制御されるので、V C O 2 1 の発振出力は、正規の同期保持時の拡散符号を発生させるためのクロック信号となるわけである。

【0 0 1 4】次に、同期保持動作について、信号処理回路 3 6 の具体的な回路構成である図 3 を併せ参照して説明する。入力 S S 変調波は B P F 1 2 及び A G C 6 0 を介して信号処理回路 3 6 の入力端子 In3 に供給され、信号処理回路 3 6 を構成する乗算器 7 及び 8 において、P N G 4 9 より入力端子 In4, In5 を夫々介して供給される拡散符号（イ）{正規の拡散符号 $P(t)$ よりも位相が Δt 早い $P(t-\Delta t)$ }、及び拡散符号（ロ）{同じく Δt 遅い $P(t+\Delta t)$ } と、夫々乗算される。なお、 Δt は S S 方式では拡散符号の 1 ピット分の時間、即ち 1 チップ時間なので、乗算器 7 の出力は正規動作時の逆拡散出力である P S K 変調波となる。

【0 0 1 5】この P S K 変調波はこれを伝送し得る狭域特性の B P F 4 3 を介して絶対値回路（又はエンベローブ検出回路）3 8 に供給されて直流的信号出力となる。また、乗算器 8 の出力は B P F 4 4 にて様な周波数成分を除去した後、絶対値回路 3 9 にて直流的信号出力とされる。従って、絶対値回路 3 8 からの出力は、近似的にキャリヤ周波数の 2 倍の成分に $P(t)*P(t-\Delta t)$ が乗じられた信号となり、絶対値回路 3 9 の出力も同様にキャリヤ周波数の 2 倍の成分に $P(t)*P(t+\Delta t)$ が乗じられた信号として得られる。

【0 0 1 6】両絶対値回路 3 8, 3 9 の出力を引算回路 4 0 に供給して引算すると、その引算出力の特性は図 4 に示す逆 S 字型の相関特性となる。なお、点(C) は同期保持点である。このようにして得られた相関出力は、これを制御信号に加工するためのループフィルタ 3 7 を介して出力端子 0ut3 より図 2 の加算回路 4 1 に出力され、ここで前記出力整形回路 3 5 の出力と加算された信号が V C O 2 1 に供給されることにより、同期の保持が行わ

れるものである。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】上記従来のスペクトル拡散変調及び／又は復調装置においては、信号処理回路36を構成する乗算器8におけるPNG49からのP(t+Δt)との乗算、即ちアップコンバージョンにより変換されたSS変調波において、そのSS変調波のキャリヤ周波数と拡散符号とを同期関係に保ち、復調の際に変調時と対称性を持たせたダウンコンバージョンを乗算器3, 10で行なっているので、復調時のSS同期を確実に得ることができ、復調時の信号対雑音比(CN比)を確保する等の性能面は略満足できる水準までに至っている。

【0018】しかし乍ら、SS復調装置の構成がまだ複雑であり、例えば入力SS変調波のレベルを適切にするためのAGC60や、DLL等の同期保持用の回路等が必要不可欠であり、また、高価なVCO(21, 24)が、キャリヤ再生用と同期保持用に夫々1つずつ用いられている等、装置全体として回路構成が複雑であり、特に、移動体間通信等の民生用の機器に応用する場合には更なる低廉化が求められている。また、変調部と復調部の両方を有するSS変調復調装置においては、その各構成回路における回路部品を共用化することにより、部品コストの低減や充分な変調性能、復調性能を確保しつつ動作の安定性を高めることができることを望まれている。

【0019】

【課題を解決するための手段】本発明では、上記課題を解決するために、以下のように構成したSS変調装置とSS復調装置とを提供し、更に、両機能を併せ備えたSS変調復調装置をも提案するものである。

【0020】まず送信側であるSS変調装置は、音声等の情報信号を角度変調する角度変調手段と、得られた角度変調信号を2以上の自然数N₁なる逓倍数で周波数逓倍して逓倍角度変調波を得る周波数逓倍手段と、上記角度変調信号を2以上の自然数N₁なる分周数で分周してクロック信号を得る分周手段と、得られたクロック信号を基に拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、得られた拡散符号で上記逓倍角度変調波を拡散変調してスペクトル拡散変調波を出力する拡散変調手段とを備えて構成している。

【0021】また、受信側であるSS復調装置には、局部発振信号を出力する局部発振器と、局部発振信号により復調用拡散符号を中間周波に変換する周波数変換手段と、中間周波に変換された復調用拡散符号を前記スペクトル拡散変調波に乘算することにより逆拡散して角度変調波を得る逆拡散復調手段と、得られた角度変調波を復調して角度復調信号を得る位相同期ループと、位相同期ループ内の電圧制御発振器より出力される電圧制御発振信号と上記局部発振信号とを基にクロック信号を発生させるクロック信号生成手段と、得られたクロック信号を

10

20

30

40

50

基に上記復調用拡散符号を生成する復調用拡散符号発生手段と、上記角度復調信号より同期捕捉用の制御信号を生成してスペクトル拡散復調時の同期捕捉を行なう同期捕捉手段とを備えて構成した。

【0022】

【実施例】図6以降を参照し乍ら、本発明のスペクトル拡散変調及び／又は復調装置の一実施例について説明する。図6(A), (B)は、夫々本発明のSS変調装置1の一実施例のブロック構成図及びSS復調装置2aの第1実施例のブロック構成図である。なお、変調部と復調部の双方を有するSS変調復調装置は、当然図6(A), (B)の両方の構成を備えているわけであるが、アンテナA₁, A₂やPNG48, 49等一部の構成要素は兼用できる。なお、この図6において、図1, 図2に夫々示した従来装置と同一構成要素には同一符号を付して、その詳細な動作説明を省略する。また、SS変調復調装置の説明は、SS変調装置及びSS復調装置の説明で代用することにする。

【0023】図6(A)に示すように、送信機におけるSS変調装置1は、1次変調用の角度変調回路52, 周波数逓倍器(逓倍数=N₁)53, 分周器(分周数=1/N₁)28, PNG48, LPF31, 拡散変調用の乗算器6, 及び増幅器16等を備え、これらを図示の如く結線して構成されている。なお、変調用キャリヤ供給用の発振器は角度変調回路52に内蔵されており、ここでの角度変調としては一般的にFM変調やPM変調を指すが、広義には前記FSKやMSK及びGMSKの各データ変調も含まれる。本実施例では、FM変調に限定して説明するが、角度変調であれば、FM変調以外の変調波にも応用できるものである。

【0024】ところで、角度変調を用いた通信では、その変調用キャリヤ周波数を高い周波数に選んで直接送信する方法と、予め低い周波数を選んで角度変調を行ってからアップコンバージョンにより高い周波数に変換して送信する方法がある。前者の直接送信する方法では回路構成は簡単になるので、一般に周波数偏移に対するキャリヤ周波数が高くなるほど変調回路でのSN比は悪くなる傾向にあるが、本発明装置では構成の簡素化の面から、前者の方法を用いることとする。

【0025】図6(A)示の構成において、音声信号やデータ等の情報信号S(t)=sin p tが、入力端子In1より角度変調回路52に供給されて、ここで内蔵の発振器からのキャリヤを情報信号S(t)で変調することにより、1次変調であるFM変調が行なわれる。この角度変調回路52の出力をFM変調信号f₁(t)で表わすこととする。この場合のキャリヤ周波数をf_c、周波数偏移を△Fとする。

【0026】FM変調信号f₁(t)は周波数逓倍器53に供給され、ここでキャリヤ周波数と周波数偏移がN₁倍(N₁は9等の自然数)に逓倍される。従って、周波

数倍器 5 3 により、夫々 $N_1 f_0$, $N_1 \Delta F$ なる最終のキャリヤ周波数及び周波数偏移が得られ、周波数変調波 $f(t) = E \sin(\omega_0 t + (\Delta f/f_m) \sin p t)$ として出力され、拡散変調用の乗算器 6 へ供給される。なお、 f_m は情報周波数を示し、 $\sin p t = S(t)$ である。

【0027】一方、FM変調信号 $f_x(t)$ は分周器 2 8 にも供給され、ここで分周されて、基本キャリヤ周波数が f_0 / N_1 (N_1 は 5 等の自然数)、周波数偏移が $\Delta f / N_1$ となる。この分周出力信号は周波数 f_c なるクロック信号 $C(t)$ として PNG 4 8 に供給され、ここでこのクロック信号を基に拡散符号 $P(t)$ が生成される。この拡散符号を LPF 3 1 を介して拡散変調用の乗算器 6 に供給し、ここで上記周波数変調波 $f(t)$ との乗算によるスペクトル拡散が行われる。従って、乗算器 6 の出力として $P(t) f(t)$ なるスペクトル拡散信号 SS(t) が得られ、增幅器 1 6 で適宜増幅されて、送信アンテナ A_1 より電波となって出力される。

【0028】次に、受信側である本発明の SS 変調装置の第 1 実施例について、図 6(B) と共に説明する。SS 変調装置 2 a は図示の如く、乗算器（ミキサー、位相比較器）8～10, BPF 12～14, 増幅器 17～2 0, PNG 4 8, 局部発振器 5 7, 5 8, 同期補足制御回路 3 2, 排他的論理回路 2 2, LF（ループフィルタ）2 3, VCO 2 4, 及び分周器（分周数 = 1 / ($N_1 * N_2$) ; 以下単に “1 / $N_1 N_2$ ” と記す）2 6, 2 7 や LPF 2 9, 3 0 等を備え、これらを図示の如く結線して構成されている。なお、LF 2 3, VCO 2 4, 位相比較器 1 0, 及び増幅器 1 9 により PLL（位相同期ループ）4 1 が形成されており、この VCO 2 4 の出力や局部発振器 5 8 からの局発信号がアナログ信号の場合には、排他的論理回路 2 2 の前段に、夫々 A/D 変換器等の 2 値化手段が接続される。

【0029】かかる構成の SS 変調装置 2 a において、受信用アンテナ N_1 により受信されたスペクトル拡散信号 SS(t) は、BPF 1 2 にて不要な周波数帯域成分を除去された後、高周波増幅器 1 7 にて適宜増幅されて、逆拡散用の乗算器 8 に供給される。なお、ここでのスペクトル拡散信号 SS(t) は、前記送信アンテナ A_1 より出力されるスペクトル拡散信号 SS(t) とは実際には相違し、干渉波等の雑音成分が含まれているが、便宜上同じ記号 SS(t) を用いることにする。

【0030】一方、局部発振器 5 8 からは、周波数変換用の周波数の信号（以下これを「局発信号」と呼ぶ）を乗算器（ミキサー）9 に供給しており、ここでこの信号を、LPF 2 9 を介しての PNG 4 9 からの拡散符号に乗ることにより、中間周波に変換（ビートダウン）された拡散符号が得られる。従って乗算器 8 では、乗算器 9 からの周波数変換された拡散符号にてスペクトル拡散信号 SS(t) の乗算による逆拡散復調が行われるが、実際には、乗算器 8 に供給される両信号の同期が取れないと

逆拡散復調はできないので、ここで同期を確立するための動作原理、即ち SS 変調装置 2 a における同期捕捉動作について説明する。

【0031】同期捕捉用信号 $C_s(t)$ を出力しているのは発振器 5 7 であり、その周波数 f_s は、SS 変調のための正規のクロック信号 $C(t)$ の周波数 f_c より僅かに δf だけ多い（又は少ない）周波数、即ち $f_s = f_c \pm \delta f$ なる周波数となっている。この f_s なる周波数の同期捕捉用信号 $C_s(t)$ を、スイッチ回路（以下「スイッチ」と略記する） S_w を介して PNG 4 9 にクロック信号として供給し、これを基にここで拡散符号 $\rho(t)$ を発生させている。この拡散符号 $\rho(t)$ は、LPF 2 9 を介して乗算器 9 に供給される。

【0032】乗算器 9 には、前記の如く、局部発振器 5 8 より出力される周波数 f_s なる局発信号 $E_0 * \cos \omega t$ が供給されており、従って乗算器出力は $\rho(t) * E_0 * \cos \omega t$ となって、逆拡散用の乗算器 8 に供給される。乗算器 8 の出力は $P(t) \rho(t) * f(t) * E_0 * \cos \omega t$ となるが、BPF 1 3 により中間周波数帯域成分のみが抽出され、同期捕捉キャリヤ信号 $f_{s1}(t)$ が得られる。この信号 $f_{s1}(t)$ は、 $f_{s1}(t) = P(t) \rho(t) (E * E_0 / 2) \sin(\omega_0 t + (\Delta f/f_m) \sin p t)$ で表わされ、この波形を時間軸上で示すと図 7(A) のようになる。

【0033】図 7(A) において、a, a' は相関点、b, b' は非相関部分であり、拡散符号 $\rho(t)$ の 1 周期のチップを $N_{p,n}$ とすると、a～a' 間は $N_{p,n} / (f_s - f_c)$ で表わされる時間となる。なお、図 7(B) は、後述の位相同期ループ 4 1 内の誤差増幅器 1 9 の出力信号である角度復調出力中の、情報周波数より高域の周波数帯に生じる雑音電圧である。この図 7(B) から明白のように、雑音電圧は相関点 a, a' で小さくなり（殆ど 0）、非相関部分 b, b' で大きくなっている。

【0034】上記 BPF 1 3 からの同期捕捉キャリヤ信号 $f_{s1}(t)$ は、振幅制限増幅器 1 8 を介して位相同期ループ 4 1 を構成する位相比較器（乗算器）1 0 に供給される。位相同期ループ 4 1 からは、位相比較器 1 0 に供給される同期捕捉キャリヤ信号の周波数 f_i に同期した出力が VCO 2 4 より得られ、分周器 2 6 と位相比較器 1 0 に供給される。

【0035】一方、分周器 2 7 には局部発振器 5 8 からの局発信号 $\cos \omega t$ が供給され、その周波数 f_s はこの分周器 2 7 で $1 / N_1 N_2$ に分周され、基本分周周波数である $f_s / (N_1 N_2)$ となって排他的論理回路（以下“EX-OR 回路”と記す）2 2 の一方の端子に供給される。同様に、上記 VCO 2 4 の出力は分周器 2 6 により $1 / N_1 N_2$ に分周され、その基本周波数は $f_i / (N_1 N_2)$ となって EX-OR 回路 2 2 の他方の端子に供給される。従って、ここで乗算的演算が行なわれて、EX-OR 回路 2 2 からは分周器 2 6, 2 7 の両出力同士が乗算された出力が得られる（従って EX-O

R回路の代りに乗算器を使用しても良い}が、その出力信号中より、BPF14によって $(f_i + f_c) / (N_1 N_2)$ なる周波数成分を選択して、増幅器20を介してスイッチSwに供給する。

【0036】ここで、スペクトル拡散信号SS(t)の中心キャリヤ周波数は $N_1 * f_c$ であるので、増幅器20の出力周波数は $(f_i + f_c) / N_1 N_2$ 、即ち f_c / N_2 となる。この f_c / N_2 は、前記SS変調装置1における分周器28の基本分周キャリヤ周波数と等しく、SS同期が確立した場合に変調用の拡散符号を生成するPNG48に供給されるクロック信号と等価であることを意味する。

【0037】ところで、BPF13の出力波形を図7(A)に示したが、同図における相関点a及びa'を検出するために、本発明では、角度復調を行う位相同期ループ41内の誤差増幅器19の出力を利用している。この角度復調出力から情報周波数より高域の周波数帯に生じる雑音をHPF(高域濾波器；図示せず)で抽出してレベル検出すると、図7(B)に示したように、相関点a、a'で雑音電圧が小さく、非相関部分b、b'で雑音電圧が大きく生じることから、同期捕捉制御回路32では雑音電圧の識別と2値化を行い、その出力の大小に応じて互いに異なるディジタル信号に変換された制御信号をスイッチSwに供給することにより、相関点a又はa'でスイッチSwを接点xから接点yに切換える動作が行われる。

【0038】かかる同期捕捉用の制御信号のレベルは、受信電界強度によって変動することはないが、これは従来のSS復調装置におけるAGC(Auto Gain Controller)60の代りに、振幅制限増幅器18が利用できるようになったためである。これにより、制御信号は受信電界強度の大小によらず安定的に検出される。この制御信号により相関点a又はa'で切換えられてPNG49に供給されるクロック信号は、変調時のクロック信号と等価になるので、PNG49にて生成される拡散符号は、スイッチSwの接点yへの切換え以降、 $P(t)$ から前記PNG48と同じ拡散符号P(t)に変わる。

【0039】この拡散符号P(t)をLPF29を介して乗算器(ミキサー)9に供給し、ここで前記の如く局部発振器58からの局発信号で周波数変換したのち乗算器8に供給して、ここで前記スペクトル拡散信号SS(t)を逆拡散復調すると、逆拡散された中間周波信号 $f_m(t)$ は $f_m(t) = (E * E_c / 2) \sin(\omega_m t + (\Delta f / f_m) \sin p t)$ なる中間周波に変換された角度変調波となる。これをBPF13、振幅制限増幅器18を介して位相同期ループ41(位相比較器10)に供給することにより、位相同期ループ41で角度復調が良好に行われ、LPF30にて復調情報信号の周波数帯域以外の不要な成分が除去された後、出力端子Out2より復調された情報S'(t)が得られるものである。

【0040】次に、本発明のSS復調装置の第2実施例について、図8のブロック構成図と共に説明する。この図8において、図6に示した第1実施例装置2aと同一構成要素には同一符号を付して、その説明を省略する。第2実施例装置2bの主な特徴は、両図を比較すれば明らかのように、同期捕捉のための回路構成等に若干の相違がある。即ち、VCO24からスイッチSwに至る同期捕捉用クロック信号生成回路系等が相違しており、動作原理も当然異なるので、これについて以下詳細に説明する。

【0041】具体的な相違点の1つとして、EX-OR回路の代りに第2実施例装置2bでは乗算器4を使用しており、しかも、各分周器で夫々分周しないで、PLL41中のVCO24の出力及び局部発振器58からの局発信号出力 $E_c * \cos \omega t$ (周波数 f_c)を直接ここで掛け合せている。VCO24の出力信号は、前記の如く同期捕捉キャリア信号 f_i に同期しているので、乗算器4からは当然 $f_c + f_i$ なる周波数の成分も出力される。そこで、BPF15でこの周波数 $f_c + f_i$ なる信号成分のみを通過させて、増幅器20にて必要に応じて増幅して後、分周器26にて周波数分周を行い、基本周波数が $(f_c + f_i) / (N_1 N_2)$ の出力信号を得る。

【0042】前記の如く、スペクトル拡散信号SS(t)の中心キャリヤ周波数は $N_1 * f_c$ であるので、この分周器出力は、 f_c / N_2 となって、スイッチSwに供給される。この f_c / N_2 なる周波数は、前記SS変調装置1における分周器28の基本分周キャリヤ周波数に等しく、SS同期が確立した場合に変調用拡散符号発生回路48に供給されるクロック信号と等しくなることも、前記した通りである。

【0043】かかる構成により、第1実施例のSS復調装置2aでは分周器を2つ必要としたが、本実施例では1個ですみ、構成が更に簡素化されている。また、EX-OR回路の代りに乗算器4を使用しているので、VCO出力や局発信号はアナログ信号の形態でも構わないでの、2値化手段も不要となる。

【0044】次に、本発明のSS復調装置の第3実施例について、図9のブロック構成図と共に説明する。この図9において、図6、図8に夫々示した第1、第2実施例装置2a、2bと同一構成要素には同一符号を付して、その説明を省略する。第3実施例装置2cの主な特徴は、図面を比較すれば明らかのように、復調用拡散符号のビートダウンの仕方や同期捕捉のための回路構成に若干の相違がある。

【0045】具体的な相違点として、局部発振信号出力用の局部発振器58を、前記第1、第2実施例装置2a、2bにおける発振周波数よりも N_1 で除した分だけ低い周波数を発振するよう構成し、そして局部発振器58からの局発信号出力 $E_c * \cos \omega t$ の周波数 f_c を N_1 倍する倍器33を設けている。なお、VCO24か

らスイッチSwに至る同期捕捉用クロック信号生成回路系は第1実施例装置2aの方に類似しており、EX-OR回路22を使用しているので入力信号としてデジタル信号しか扱えないが、乗算器に比べてバランス調整が必要であるという特長を有する。

【0046】ここで、第3実施例のSS復調装置2cにおける同期捕捉動作について説明する。同期捕捉用信号発生器57からの同期捕捉用信号Cs(t) {その周波数f_sは正規のクロック信号C(l)の周波数f_cより僅かに異なる} を拡散符号発生回路49に供給して拡散符号ρ(t)を発生させ、この拡散符号ρ(t)をLPF29を介して乗算器(ミキサー)9に供給する動作は前記第1、第2実施例装置2a、2bと同様である。

【0047】一方、局部発振器58からは周波数f_lなる局発信号E_o*cosω_otが输出されており、これが遅倍器33によりN_l遅倍されて遅倍局発信号E_o*cosω_otとなり、上記ミキサー9に供給される。従って、ミキサー出力はρ(t)P(t)*f(t)*E_o*cosω_otとなるが、BPF13により中間周波に変換された同期捕捉キャリヤ信号f_{s1}(t)のみが抽出される。この信号f_{s1}(t)は、P(t)ρ(t)(E_o/2)sin{ω_ot+(Δf/fm)sinpt}で表わされ、時間軸上で示すと、やはり前記図7(A)のようになる。

【0048】同期捕捉キャリヤ信号f_{s1}(t)は振幅制限増幅器18を介してPLL41を構成する位相比較器(乗算器)10に供給され、PLL41を構成するVCO24より、位相比較器10に供給される同期捕捉キャリヤ信号f_iに同期した出力が分周器26に供給される。一方、上記局発信号E_o*cosω_otは分周器25にも供給され、ここでその基本周波数を1/N_lに分周されて、f_l/N_lなる基本周波数の出力信号となって、EX-OR回路22の一方の端子に供給される。

【0049】また、VCO24の出力は分周器26で1/N_lN_lに分周されて基本分周周波数がf_i/(N_lN_l)となり、EX-OR回路22の他方の端子に供給される。従って、EX-OR回路22では排他的論理和演算による乗算が行なわれて、両信号の乗算出力が得られるが、その中から(f_l+f_i)/(N_lN_l)なる周波数の信号をBPF15にて抽出し、増幅器20により十分に增幅してからスイッチSwに供給する。なお、増幅器20の出力基本周波数は前記した理由によりf_o/N_lとなるが、このf_o/N_lは前記SS変調装置1における分周器28の基本分周キャリヤ周波数に等しく、SS同期が確立した場合に変調用の拡散符号発生回路48に供給されるクロック信号の周波数と等しくなる。

【0050】図7(A)に示したBPF13の出力波形における相関点a及びa'を検出するために、本実施例でも、角度復調用のPLL41内の誤差増幅器19の出力を利用しており、この角度復調出力から情報周波数よりも高域の周波数帯に生じる雑音を検出すると、図7(B)

に示したように相関点a、a'では雑音電圧が小さく、非相関部分b、b'で雑音電圧が大きくなることを利用して、第1実施例2a同様スイッチSwの切換え動作を行なっている。これにより制御信号は受信電界強度により変動することなく安定的に検出され、この制御信号によるスイッチSwの端子xよりyへの切換えで、PNG49に供給されるクロック信号が変調時のクロック信号と等価なものとなるので、PNG49から出力される拡散符号はスイッチSwの切換え時にρ(t)からP(t)に変わる。

【0051】かかる拡散符号P(t)はLPF29を介してミキサー9に供給され、ここで前記遅倍器33からの遅倍局発信号E_o*cosω_otと乗算された後、逆拡散用の乗算器8に供給されて逆拡散が行われ、f_{s1}(t)=(E_o*E_o/2)sin{ω_ot+(Δf/fm)sinpt}なる中間周波に変換された角度変調波(中間周波信号)となり、更にPLL41で角度復調が行なわれた後、LPF30を介して出力端子out2より復調された情報S'(t)が输出される。

【0052】なお、以上説明した第3実施例の構成において、遅倍器33の遅倍数をN_lの代りにN_lとし、且つ分周器25の分周数を1/N_lの代りに1/N_lとしても、ほぼ同様の結果が得られる。その場合、局部発振器58は、前記第1、第2実施例装置2a、2bにおける発振周波数よりもN_lで除した分だけ低い周波数を発振するよう構成されることはあるまでもない。

【0053】次に、本発明のSS復調装置の第4実施例について、図10のブロック構成図と共に説明する。この図10においても、図6、図8、図9に夫々示した第1～第3実施例装置2a～2cと同一構成要素には同一符号を付して、その詳細な説明を省略する。第4実施例装置2dの回路構成は、図面を比較すれば明らかのように、図9の第3実施例装置2cに最も類似しており、相違点としては、局部発振器58を第1、第2実施例装置2a、2bにおける発振周波数よりもN_lで除した分だけ低い周波数を発振するよう構成し、この局部発振器58からの局発信号の周波数f_lを遅倍する遅倍器33の遅倍数を、N_lの代りにN_lとしている。これにより、分周器26の分周数が1/N_lN_lから1/N_lとなり、第3実施例装置2cで使用した分周器25は不要となるので、回路構成が少し簡素化される。なお、かかる第4実施例装置2dの同期捕捉動作や復調動作は、上記第3実施例装置2c等と基本的には変わらないので、その詳細な説明は省略する。

【0054】なお、以上の第3、第4実施例装置2c、2dにおいても、EX-OR回路22の代りに乗算器を用いても良く、これは、前記第1実施例装置2aと同様の理由による。

【0055】

【発明の効果】叙上の如く、本発明のSS変調及び/又は復調装置によれば、角度変調出力信号の周波数を分周

したものを拡散符号生成用のクロック信号とし、且つ角度変調出力信号の周波数を遅倍して所定のキャリヤ周波数と周波数偏移を確保する角度変調波として、キャリヤ周波数と拡散符号用クロック信号とに同期関係を持たせて、SS変調及び／又はSS復調を行なっているので、次のような種々の特長を有する。

①SS復調における逆拡散用拡散符号発生用のクロック信号を、PLL，分周器，EX-OR回路（又は乗算器），BPF等を用いて比較的容易に生成できる。

②同期捕捉後の同期保持を上記角度復調用のPLLで容易に行なうことができ、これにより従来装置では不可欠だった同期保持用のDLLが不要となる。

③中間周波段には簡単な振幅制限増幅器を使用しているので、SS受信には必須とされるAGCを不要にできる等により、SS変調復調が比較的簡単な回路構成で実現可能となり、簡易な無線装置等へのSS技術の応用が可能となる。

【0056】④復調用拡散符号生成用のクロック信号の生成手段におけるEX-OR回路を、乗算器で代用すれば非常に高い周波数の乗算処理もでき、VCO出力や局発信号はアナログ信号の形態でも構わないので、2値化も不要となる。

⑤復調用拡散符号生成用のクロック信号の生成手段を、局部発振信号と電圧制御発振信号の両信号を $1/(N_1 N_2)$ に分周したもの同士を乗算又は排他的論理和演算し、この演算出力の中からクロック信号生成に必要な周波数成分のみを抽出するよう構成すると、キャリア周波数が比較的に低い場合に有利である。

【0057】⑥クロック信号の生成手段を、局部発振信号と電圧制御発振信号とを乗算して、得られた乗算出力信号の中からクロック信号の生成に必要な周波数成分のみを抽出し、更に $1/(N_1 N_2)$ に分周するよう構成すれば、使用し得るキャリア周波数の範囲を広くできる。

⑦復調用拡散符号生成用のクロック信号の生成手段を、局部発振信号を $1/N_1$ 又は $1/N_2$ に分周して得た信号と、電圧制御発振信号を $1/(N_1 N_2)$ に分周して得た信号との乗算又は排他的論理和演算を行なって、この演算出力信号の中からクロック信号の生成に必要な周波

数成分のみを通過させるよう構成し、且つ、局部発振信号出力用の局部発振器を、必要な発振周波数よりも N_1 又は N_2 で除した分だけ低い周波数を発振するよう構成し、更にこの局部発振器の出力信号周波数を N_1 倍又は N_2 倍に遅倍する周波数遅倍器を備えた場合には、キャリア周波数が高い場合でも安定なクロック再生ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の代表的なSS変調装置のブロック構成図。

【図2】従来の代表的なSS復調装置のブロック構成図。

【図3】従来のSS復調装置を構成するDLL型同期保持用信号処理回路のブロック図。

【図4】DLL型同期保持用信号処理回路における同期保持動作説明用特性図。

【図5】スライディング相関型同期捕捉動作の説明用相関特性図。

【図6】本発明のSS変調装置及びSS復調装置（第1実施例）のブロック構成図。

【図7】本発明のSS変調装置における同期捕捉動作説明用信号波形図。

【図8】本発明のSS復調装置の第2実施例のブロック構成図。

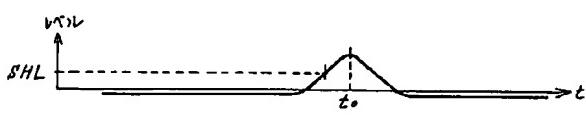
【図9】本発明のSS復調装置の第3実施例のブロック構成図。

【図10】本発明のSS復調装置の第4実施例のブロック構成図。

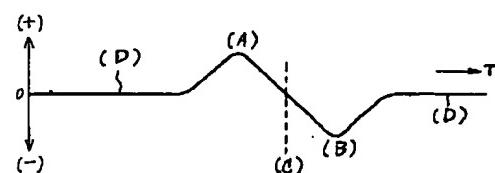
【符号の説明】

1…SS変調装置、2a～2d…SS復調装置、3～10…乗算器、11～15…帯域濾波器、16～20…増幅器、21, 24…VCO（電圧制御発振器）、22…EX-OR（排他的論理和）回路、23, 37…ループフィルタ、25～28…分周器、29～31…低域濾波器、32…同期捕捉制御回路、33, 53…通倍器、41…PLL、48, 49…PNG（拡散符号発生器）、52…角度変調回路、57～59…局部発振器、A₁, A₂…アンテナ、Sw…スイッチ。

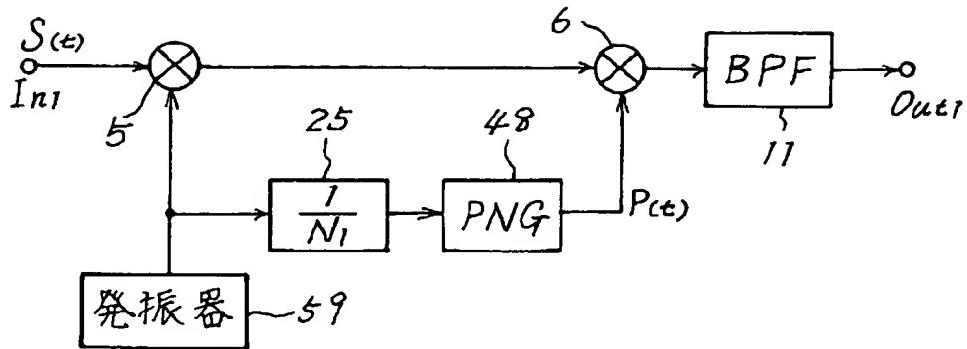
【図5】



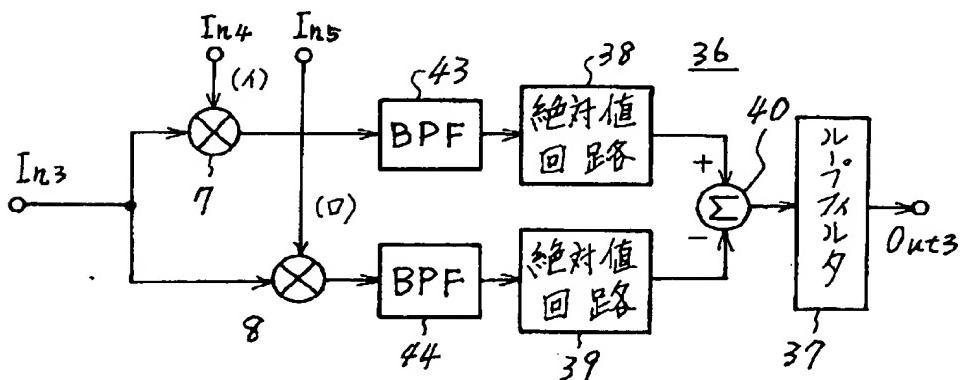
【図4】



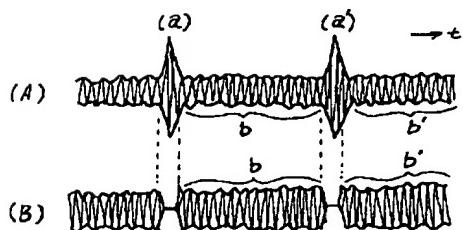
【図 1】



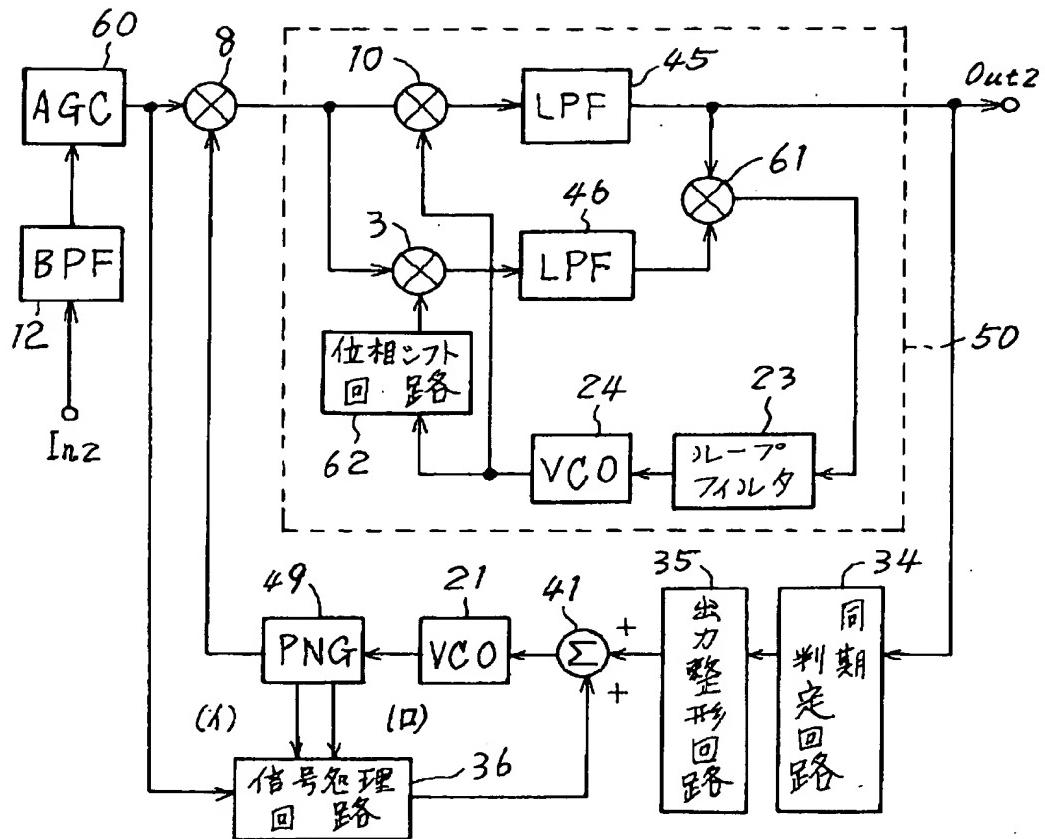
【図 3】



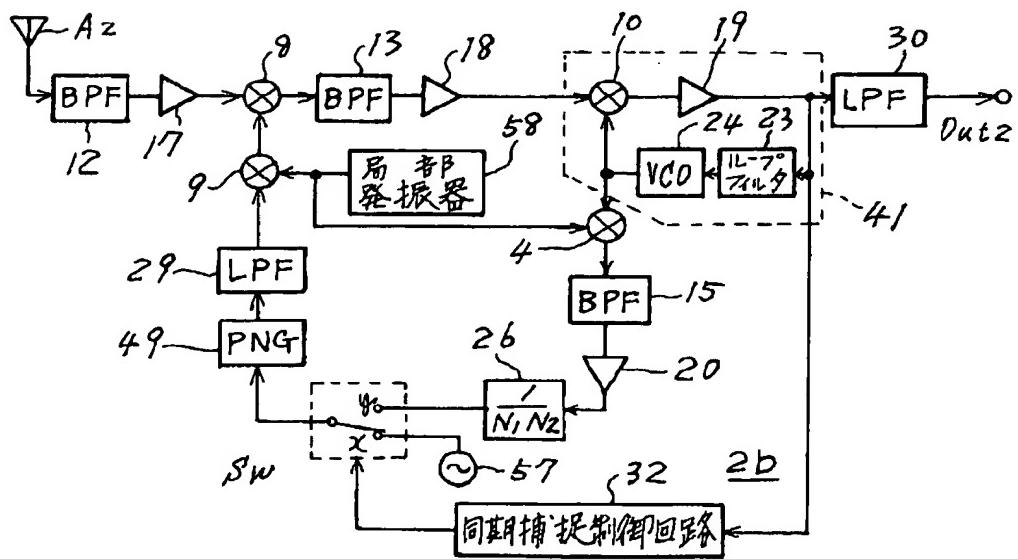
【図 7】



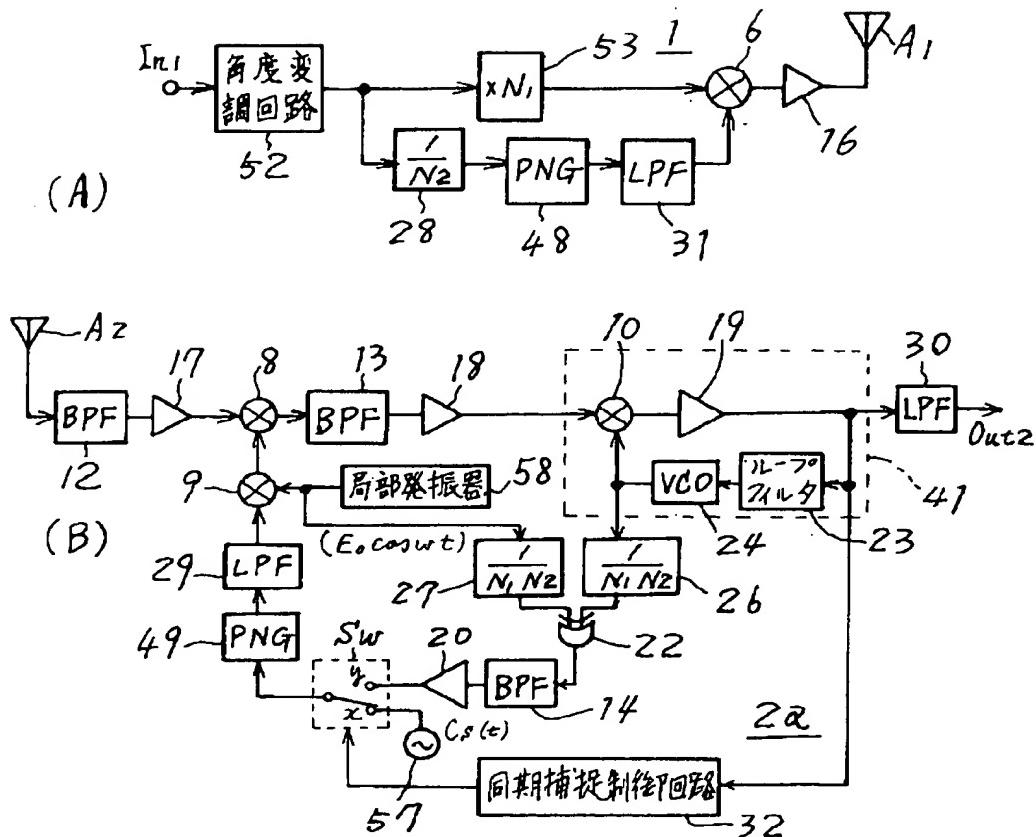
【図2】



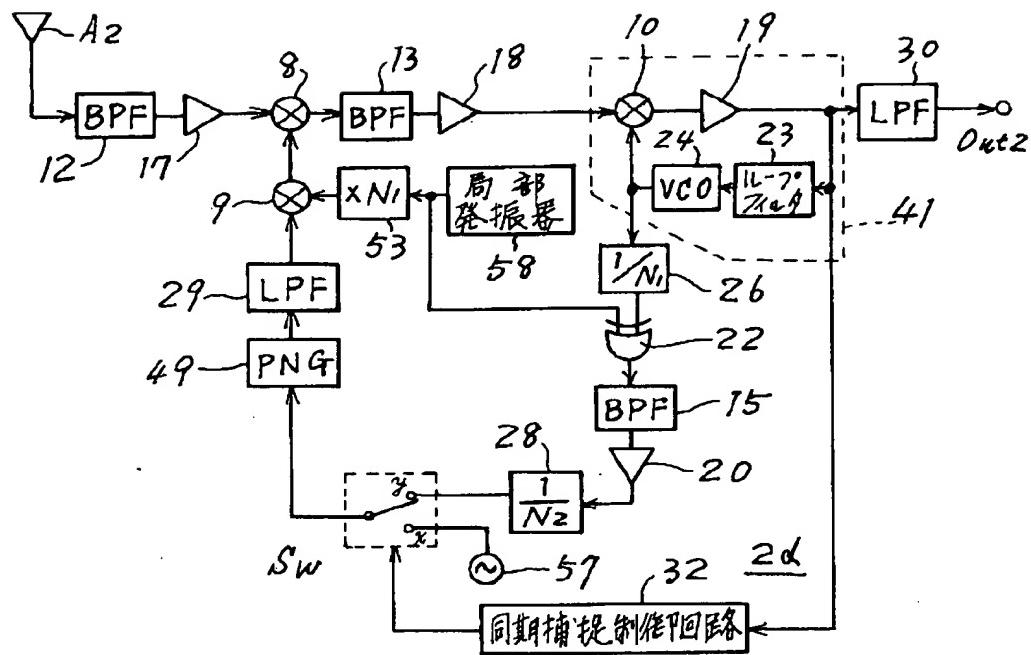
[図8]



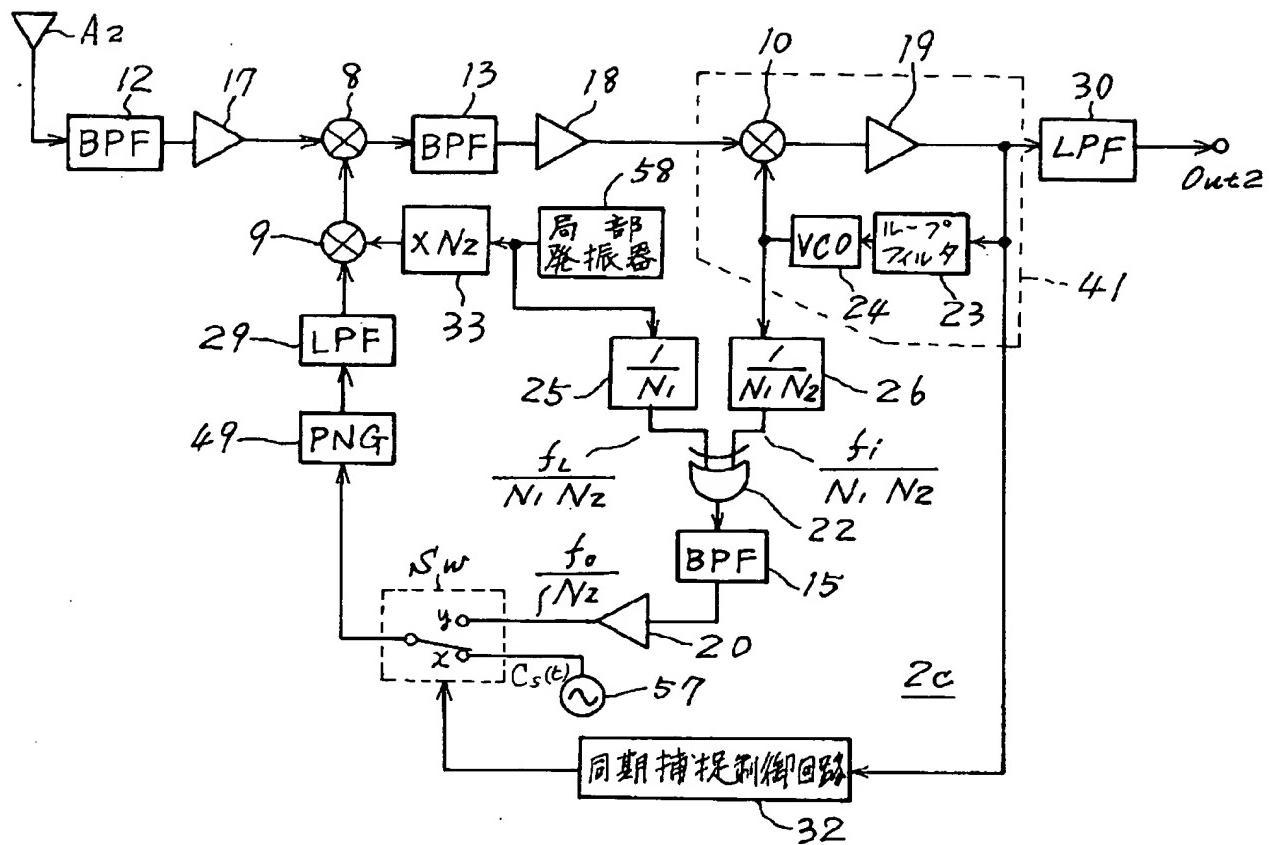
[図 6]



[図 10]



【図 9】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.